

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

## **IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

CLIPPEDIMAGE= JP02002262592A

PAT-NO: JP02002262592A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 2002262592 A

TITLE: MOTOR CONTROL DEVICE

PUBN-DATE: September 13, 2002

INVENTOR-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
MASAKI, RYOZO	N/A
SAKURAI, YOSHIMI	N/A
KANEKO, SATORU	N/A

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
HITACHI LTD	N/A

APPL-NO: JP2001053419

APPL-DATE: February 28, 2001

INT-CL (IPC): H02P006/18;H02P021/00

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a motor control device which has control characteristics with satisfactory responsiveness without using a position detection sensor.

SOLUTION: A plurality of detecting voltage vectors  $V_{ab}$  and  $V_{cd}$  are applied synchronously with a PWM signal generating a carrier wave of a control device 4, and motor currents  $i_u$  and  $i_v$  are detected by a current detection pulse  $P_d$  which is synchronous with the carrier wave. According to relations between the detecting voltage vectors  $V_{ab}$  and  $V_{cd}$  and differential current vectors of the motor currents corresponding to the respective voltage vectors, a pole position

&theta; is calculated by utilizing the saliency of a synchronous motor 1. With such a constitution, the pole position &theta; can be detected in a short time and with high accuracy with a small detecting voltage, so that a pole position sensorless motor control device with satisfactory controllability can be obtained at a low cost.

COPYRIGHT: (C)2002,JPO

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-262592

(P2002-262592A)

(43)公開日 平成14年9月13日 (2002.9.13)

(51)Int.Cl.  
H02P 6/18  
21/00

識別記号

F I  
H02P 6/02  
5/408

テ-マコード(参考)  
371S 5H560  
C 5H576

審査請求 未請求 請求項の数8 OL (全13頁)

(21)出願番号 特願2001-53419(P2001-53419)

(22)出願日 平成13年2月28日 (2001.2.28)

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所  
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72)発明者 正木 良三

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者 橋井 芳美

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(74)代理人 100075096

弁理士 作田 康夫

最終頁に続く

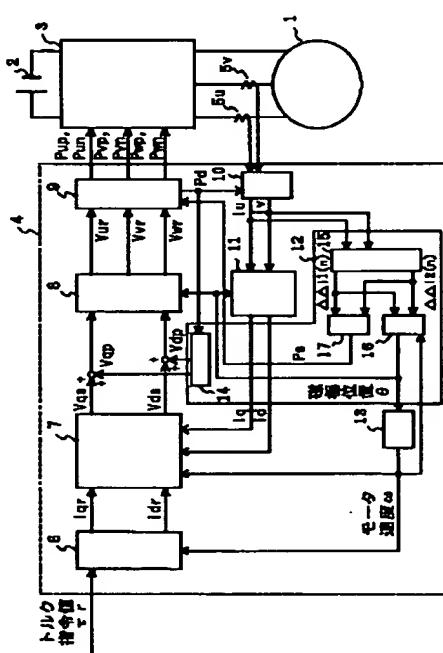
(54)【発明の名称】 モータ制御装置

(57)【要約】

【課題】磁極位置センサなしで、応答性の良い制御特性を有するモータ制御装置の提供を課題とする。

【解決手段】制御装置4のPWM信号発生用搬送波に同期して複数の検出用電圧ベクトル $V_{ab}$ ,  $V_{cd}$ を印加するとともに、搬送波に同期した電流検出パルス $P_d$ によりモータ電流 $i_u$ ,  $i_v$ を検出する。検出用電圧ベクトル $V_{ab}$ ,  $V_{cd}$ とそれに対するモータ電流の電流差分ベクトルの関係から同期モータ1の突極性を利用して磁極位置 $\theta$ を演算により求める。これにより、小さい検出用電圧で短時間に精度よく磁極位置 $\theta$ を検出することができる。騒音が少なく、かつ制御性の良い磁極位置センサレスモータ制御装置を安価に提供できる。

図 1



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】同期モータと、該同期モータに電圧を印加する電力変換器と、前記印加電圧を制御する制御装置を備え、少なくとも2方向に検出用電圧を印加し、それぞれに対する電流変化状態から前記同期モータの回転子位置を推定する位置推定装置を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項2】突極性を有する交流モータと、該交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記印加電圧を制御する制御装置と、少なくとも2方向に検出用電圧を印加し、それぞれに対する電流変化状態から前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定装置とを備え、前記制御装置は、推定した前記回転子位置により前記印加電圧を算出することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項3】請求項1又は2記載において、前記2つの検出用電圧のベクトルを前記推定回転子位置方向に対して軸対称になる方向、あるいは、推定回転子位置方向に直交する方向に対して軸対称になる方向に印加して、電流変化の大きさから位置を検出することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項4】請求項3記載において、前記2つの検出用電圧に対する電流変化の大きさを一致するように制御することで、前記回転子位置を検出することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項5】請求項1乃至4記載の何れかにおいて、前記電流変化の位相差から制御系の異常を検出することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項6】請求項1又は2記載において、前記2つの検出用電圧のベクトルを推定回転子位置方向とそれに直交する方向に印加して、それぞれの電流変化の位相差から回転子位置を検出することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項7】請求項1、2、または、請求項6記載において、前記電流変化の大きさから制御系の異常を検出することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項8】請求項1乃至請求項7記載の何れかにおいて、前記電力変換器は搬送波に同期したPWM信号により前記電圧を前記モータに印加するとともに、前記搬送波に同期して電流を検出することを特徴とするモータ制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は交流モータを高性能に制御する制御装置、特に、リラクタンスマータ、磁石モータなどの突極性を有する同期モータを位置センサなしで制御する制御装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】同期モータの速度やトルクを制御するためには、磁極位置を検出、あるいは、推定する必要がある。その検出した磁極位置に基づいて電流制御あるいは

電圧制御を行うことで、同期モータのトルクや速度を制御できる。近年、この磁極位置を位置検出器で検出することなく、同期モータを制御する磁極位置センサレス制御方式が提案されている。例えば、特開平7-245981号、平成8年電気学会産業応用部門全国大会No.170に記載されているような第1の方法がある。これは交番電圧を印加してそれに対するモータ電流の平行成分、直交成分(回転座標系における電流成分)に基づき磁極位置を推定する方法であり、停止時や低速時に磁極位置センサを用いないで、磁極位置を検出できる特徴がある。また、第2の方法として、特開平11-150983号、特開平11-69884号などに記載されている追加電圧を重畠する方法がある。この方法は高トルク領域でも磁気飽和が起こらないように印加電圧を加えることにより、停止時、あるいは、低速時における低負荷から高負荷までの範囲で磁極位置センサレス化を実現できる。また、第3の方法として、特開平8-205578号には、パルス幅制御(PWM制御)により同期モータに印加する電圧のベクトルとそれに対するモータ電流のリアル成分(電流差分ベクトル)の相関関係から同期モータの突極性を検出する方法が記載されている。また、この第3の方法は同期モータの電圧を制御する一般的なPWM信号を利用しているため、検出のための追加信号を付加する必要がない利点がある。なお、電圧ベクトルとは、3相の電圧、あるいは、d軸、q軸電圧から決定される大きさと方向を有する電圧のことを意味する。電流ベクトルについても同様であり、以下、要素としての各相の電圧、あるいは、d軸、q軸電圧と、総和としての電圧ベクトルとを使い分けながら説明する。また、同期モータの場合には、回転子の磁極位置を検出することになるので、以下、磁極位置として説明する。リラクタンスマータの場合には、突極性がある回転子の特定な位置を検出することになる。従って、これらをすべてまとめて記述する場合には、磁極位置、リラクタンスマータの特定な位置のことを回転子位置とよぶことにする。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかし、第1の方法はモータを駆動しながら磁極位置検出を行おうとした場合には、ノッチフィルタなどを用いたバンドパスフィルタやフーリエ積分により、検出用交番電圧と同じ周波数成分の電流を抽出する必要である。特に、モータの回転数が高くなると、モータの入力周波搬送と検出用交番電圧の周波数が分離しにくくなるため、高速回転での安定した駆動が難しいという課題があった。また、インバータのスイッチング特性による影響を受けないように、配慮する必要がある。つまり、PWM信号の搬送周波搬送が数k Hzから20kHzであるのに対して、検出用交番電圧の周波数は数100Hzと低くなっているため、モータ駆動しているとき、数100Hzの騒音がすることがある。

る。

【0004】第2の方法に関しても、モータを停止状態あるいは低速回転状態で駆動する場合の特性改善を目的としたものであって、モータを高速で駆動した場合に重要な電流検出のタイミング、PWM信号の関係が記述されておらず、高精度に位置検出を行うための配慮がなされていない。

【0005】さらに、第3の方法を実現するためには、PWM信号が変化する毎にモータ電流の状態と印加電圧の相関関係を検出する必要がある。つまり、搬送波の1周期に対して、少なくとも6回、モータ電流の状態を検出すること、印加電圧の状態を把握することが条件となるため、高性能のコントローラを用いなければならぬという問題点がある。

【0006】本発明の第1の目的は、安価なコントローラ、電流検出器を用いながら、停止状態から高速回転状態までの広範囲において、同期モータ（リラクタンスマータを含む）を高応答で、かつ、モータの損失増加を抑制しながら制御することである。また、電流により検出した磁極位置が真の磁極位置から大きくずれた場合にはモータ制御システムの異常を検知することを第2の目的としている。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明は、同期モータと、該同期モータに電圧を印加する電力変換器と、前記印加電圧を制御する制御装置を備え、少なくとも2方向に検出用電圧を印加し、それぞれに対する電流変化から前記同期モータの磁極位置位置を推定する位置推定装置を備えることにより達成される。

【0008】具体的な一例としては、制御装置は、搬送波に同期したPWM信号により前記電力変換器の印加電圧を制御する手段を備える。2つの電圧印加方向に検出用電圧を印加することと、前記交流モータの電流を検出することをこの搬送波に同期して実施することにより、前記交流モータの回転子の磁極位置を推定する。例えば、突極性を有する同期モータにおいて、搬送波の半周期毎に第1の電圧印加方向に検出用電圧を変化してモータの電流を検出し、半周期毎の電流差分ベクトル（静止座標系のベクトル）を求める。次に、2回の電流差分ベクトルの差（以下、電流差分ベクトルとよぶことにする）とそれに対応する2回の印加電圧ベクトルの差（以下、電圧差ベクトル）を演算する。この電圧差ベクトルが第1の検出用電圧、その方向が第1の電圧印加方向であり、この電流差分ベクトルが第1の検出用電圧に対する電流変化ベクトルである。同様に、第2の電圧印加方向に対して、検出用電圧を変化してもモータの電流を検出する。これにより、同様の演算を行って、第2の検出用電圧ベクトルに対する第2の電流変化ベクトルを求める。

【0009】同期モータにおける磁極位置方向（d軸方

向）のインダクタンス $L_d$ と、直交する方向（q軸方向）のインダクタンス $L_q$ が異なるので、第1と第2の検出用電圧ベクトルの方向を変えることにより、 $L_d$ 、 $L_q$ の違いによる2つの電流差分ベクトルの大きさと位相の違いが生じることになる。これを容易に検出することができる、磁極位置を感度良く検出することができる。従って、突極性を有する交流モータを高応答性にセンサなしで制御でき、高性能な特性を要求されるモータ制御分野のセンサレス化に有効である。

【0010】

【発明の実施の形態】以下、本発明の一実施例を図1により説明する。この実施例は、d軸インダクタンス $L_d$ がq軸インダクタンス $L_q$ よりも小さい、いわゆる、逆突極性を有する同期モータ1を位置センサなしで制御する場合の実施例である。

【0011】図1は同期モータ1をバッテリー2の直流エネルギーで駆動するモータ制御システムの構成図である。バッテリー2の直流電圧はインバータ3により3相の交流電圧に変換され、同期モータ1に印加される。この印加電圧はコントローラ4において次のような演算を行って決定される。まず、電流指令値発生部6では、モータが発生すべきトルク指令値 $\tau_r$ に対して、d軸電流指令値 $i_{dr}$ 、q軸電流指令値 $i_{qr}$ を決定する。ここで、d軸は磁極位置（磁束）の方向、q軸は電気的にd軸に直交する方向を示しており、d-q軸座標系を構成する。同期モータ1において同じモータ速度 $\omega$ で、かつ、同じモータトルク $\tau$ を発生する条件の下で、 $i_{dr}$ 、 $i_{qr}$ の割合を変えることができるが、モータ損失は異なる。そこで、電流指令値発生部6にモータ速度 $\omega$ を入力することで、トルク指令値 $\tau_r$ に対してモータ損失が最も少ない最適な $i_{dr}$ 、 $i_{qr}$ を出力するようしている。なお、モータ速度 $\omega$ は速度検出部13において後述する磁極位置 $\theta$ の変化量から検出している。

【0012】磁石を有する回転子が回転すると、d-q軸座標系も回転するので、静止座標系（ $\alpha-\beta$ 軸座標系）からの位相を $\theta$ とする。つまり、本実施例は磁極の位相 $\theta$ （以下、磁極位置 $\theta$ とよぶことにする。）を電流から検出することが目的である。d軸電流とq軸電流を指令値どおりに制御できれば、同期モータ1はトルク指令値 $\tau_r$ と一致したトルクを発生することができる。なお、トルク指令値 $\tau_r$ は直接その値を指示される場合も、図示していない速度制御演算回路から指令される場合もある。

【0013】また、電流センサ5u、5vから検出されたu相電流 $i_u$ 、v相電流 $i_v$ は電流検出部10において後述する電流検出パルスPdのタイミングにより検出され、座標変換部11でd-q軸座標系のd軸電流 $i_d$ 、q軸電流 $i_q$ に変換される。この実施例では、電流検出部10で検出する電流はU相とV相の2つの相電流 $i_u$ 、 $i_v$ であるが、W相電流 $i_w$ は $i_u$ 、 $i_v$ から求

めることができるので、W相電流  $i_v$  の検出を省略している。本発明は3相電流をすべて検出する場合にも適用できることは当然である。電流制御部7では、d軸電流指令値  $i_{dr}$  と d 軸電流  $i_d$  の d 軸電流偏差、q 軸電流指令値  $i_{qr}$  と q 軸電流  $i_q$  の q 軸電流偏差を演算し、それらの電流偏差に対して比例・積分制御演算によって d 軸電圧指令値  $V_{ds}$ 、q 軸電圧指令値  $V_{qs}$  を得る。なお、逆起電力を補償するための制御方法として、モータ速度  $\omega$  を用いた非干渉制御を行う方法も提案されている。d 軸電圧指令値  $V_{ds}$ 、q 軸電圧指令値  $V_{qs}$  は電流制御部7から出力されると、それぞれ d 軸、q 軸の検出用電圧  $V_{dp}$ 、 $V_{qp}$  が加算され、座標変換部8に入力される。d 軸、q 軸の検出用電圧  $V_{dp}$ 、 $V_{qp}$  の発生方法が本発明では重要であり、これについては、後で詳細を述べる。座標変換部8では、後述する方法により検出された磁極位置  $\theta$  により静止座標系の3相電圧指令値  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  を演算する。これらの3相電圧指令値は、PWM信号発生部9に入力されて、3相のPWMパルス  $P_{up}$ 、 $P_{vp}$ 、 $P_{wp}$ 、 $P_{un}$ 、 $P_{vn}$ 、 $P_{wu}$  をインバータ3に出力する。これにより、同期モータ1に印加する電圧が決定される。このようにして、同期モータ1を制御することができる。

【0014】次に、本願の特徴である位置検出方法について説明する。図1において、位置検出を行う位置検出部12は、検出用電圧発生部14、電流差分演算部15、磁極位置推定部16、位置推定異常判定部17から構成されている。

【0015】まず、検出用電圧発生部14と電流差分演算部15の動作原理を説明するために、図2のタイムチャート、図3のフェーザ図、図4のフローチャートを用いる。図2は3相の印加電圧のタイミングとPWM信号の発生状態を示したもので、実際にはPWM信号発生部9の動作状態である。三角波状の搬送波に対して、各相の電圧指令値  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  の波形を比較することにより、3相のPWMパルス  $P_{up}$ 、 $P_{vp}$ 、 $P_{wp}$  を得ることができる。なお、PWMパルス  $P_{un}$ 、 $P_{vn}$ 、 $P_{wu}$  は短絡防止期間を無視すれば、それぞれ PWMパルス  $P_{up}$ 、 $P_{vp}$ 、 $P_{wp}$  を反転したものとなるので、ここでは、短絡防止期間を省略して説明する。また、本発明は搬送波2周期の間の電流変化を基に磁極位置を推定する方法であるが、容易に理解できるようにするために、その期間内に変化する磁極位置は無視できるものとして説明する。従って、省略した短絡防止期間、回転子が検出時間内に変化することに対する位置の補償は本方式に追加することができる。PWMパルスはデューティー50%以上のとき、平均出力電圧が0あるいは正の値となり、デューティー50%未満のとき、平均出力電圧は負の値となる。図2において、搬送波が最大値の時点（例えば、時刻  $t_a(n)$ 、 $t_c(n)$ ）、及び、最小値の時点（例えば、時刻  $t_b(n)$ 、 $t_d(n)$ ）

で、電圧指令値  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  は更新される。この実施例においては、搬送波が最大値の時点では、電流制御部7から出力される d 軸電圧指令値  $V_{ds}$ 、q 軸電圧指令値  $V_{qs}$ 、及び、d 軸、q 軸用検出電圧  $V_{dp}$ 、 $V_{qp}$  がすべて更新されるが、搬送波が最小値の時点では、d 軸、q 軸用検出電圧  $V_{dp}$ 、 $V_{qp}$  のみが更新される。このように、電圧の更新のタイミングを設定すると、PWM信号は図2に示すような特徴のある波形となる。仮に、d 軸、q 軸用検出電圧  $V_{dp}$ 、 $V_{qp}$  が常に0であったとするならば、各相の電圧指令値  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  は破線のように、搬送波が最大値の時点でしか更新されないため、各相のPWMパルス  $P_{up}$ 、 $P_{vp}$ 、 $P_{wp}$  は搬送波が最小値の時点を中心前に後対称である（例えば、時刻  $t_b(n)$  を中心に、時刻  $t_a(n)$  から時刻  $t_c(n)$  までの破線で示したパルス波形を見ると、対称になっている。）。つまり、時刻  $t_a(n)$  から時刻  $t_b(n)$  までの各相の印加電圧の平均値は時刻  $t_b(n)$  から時刻  $t_c(n)$  までのそれと同じであることがわかる。また、その短時間での逆起電力はほぼ一定とみなしてよいので、 $t_a(n)$  から  $t_b(n)$  までの電流変化量（電流差分ベクトル  $\Delta i_a(n)$ ）と、 $t_b(n)$  から  $t_c(n)$  までの電流変化量（電流差分ベクトル  $\Delta i_b(n)$ ）はほぼ同じになる。このことは、検出用電圧ベクトル  $V_p$  ( $V_{dp}$ 、 $V_{qp}$  の要素からなる電圧ベクトル) が常に0であれば、 $\Delta i_a$  と  $\Delta i_b$  の差、つまり、電流差分ベクトル  $\Delta \Delta i_1$  は0となることを意味している。逆にいえば、 $t_a(n)$  から  $t_b(n)$  までの期間と、 $t_b(n)$  から  $t_c(n)$  までの期間で、例えば、検出用電圧ベクトル  $V_p$  が  $t_a(n)$  から  $t_b(n)$  の期間は  $V_a(n)$ 、 $t_b(n)$  から  $t_c(n)$  までの期間は  $V_b(n)$  というように、 $V_a(n)$  と  $V_b(n)$  が異なる場合には、電流差分ベクトル  $\Delta \Delta i_1(n)$  は  $V_a(n) - V_b(n)$ （この電圧差ベクトルを  $V_{ab}(n)$  とする）だけの影響を受けた値となる。これを得ることが目的である。

【0016】そのため、時刻  $t_a(n)$  では、電流制御部7で決定される  $V_{ds}$ 、 $V_{qs}$  の電圧ベクトル  $V_1(n)$  と検出用電圧ベクトル  $V_a(n)$  のベクトル和が PWM信号発生部9にセットされる。時刻  $t_b(n)$  には、電圧ベクトル  $V_1(n)$  と検出用電圧ベクトル  $V_b(n)$  のベクトル和がセットされる。詳細は後述するが、 $V_a(n)$  と  $V_b(n)$  の電圧ベクトルが

$$V_a(n) = -V_b(n)$$

の関係を持つように設定すると、図2のように、実線で示す各相の PWM信号  $P_{up}$ 、 $P_{vp}$ 、 $P_{wp}$  は  $V_a(n) = V_b(n) = 0$  のときの PWM信号を表わす破線に比べて、パルス幅は変化させないで、前方、あるいは、後方に移動させられることがわかる。これによって、電流差分ベクトル  $\Delta \Delta i_1(n)$  に  $V_{ab}(n)$  だけの影響が出ることになる。同様に、時刻  $t_c(n)$  のとき、電流制御部7で新たに演算された  $V_{ds}$ 、 $V_{qs}$  の電圧ベクトル

$V_2(n)$ と検出用電圧ベクトル  $V_c(n)$  のベクトル和が PWM 信号発生部 9 にセットされ、時刻  $t_d(n)$  までの期間、それによって PWM 信号が決定される。時刻  $t_d(n)$  になると、 $V_2(n)$  と検出用電圧ベクトル  $V_d(n)$  のベクトル和がセットされ、時刻  $t_a(n+1)$  までの期間、これにより PWM 信号が設定される。この場合も、時刻  $t_c(n)$  から  $t_a(n)$  までの実線で示した PWM 信号は破線の PWM 信号と比較して位相だけが移動していることがわかる。なお、電流検出信号  $P_d$  は搬送波が最大値、及び、最小値になった時点で発生する。このタイミング、つまり、 $t_a(n)$ 、 $t_b(n)$ 、 $t_c(n)$ 、 $t_d(n)$  の時点において、電流検出部 10 での各相の電流を検出することになり、電流差分ベクトル  $\Delta i_a(n)$ などを求めることができる。

【0017】次に、図3のフェーザー図を用いて、図2で発生する PWM 信号の意味を補足する。図3において、実際の電圧・電流ベクトルは図3(a)(b)(c)(d) であり、それぞれ  $t_a(n)$  から  $t_b(n)$  の間、 $t_b(n)$  から  $t_c(n)$  の間、 $t_c(n)$  から  $t_d(n)$  の間、 $t_d(n)$  から  $t_a(n+1)$  の間の関係を示している。最終的には、図3(f) の電圧差ベクトル  $V_{ab}(n)$ 、 $V_{cd}(n)$ 、電流差分ベクトル  $\Delta \Delta i_1(n)$ 、 $\Delta \Delta i_2(n)$  の関係を得ることが目的である。

【0018】図2において説明したように、時刻  $t_a(n)$  において、電圧ベクトル  $V_1(n)$  と検出用電圧ベクトル  $V_a(n)$  の和である  $V_{1a}(n)$  をセットすると、時刻  $t_b(n)$  まで、図3(a) に示す電圧ベクトルは保持される。ここで、電圧ベクトル  $V_1(n)$  は電流制御部 7 で演算された結果であり、任意に設定することはできない。それに対して、検出用電圧ベクトル  $V_a(n)$  は次のように設定する。コントローラが設定している磁束の方向（以下、d c 軸とよぶ）と、それに直交する方法（以下、q c 軸とよぶ）に対して、それぞれ  $V_0$  の値を設定する。つまり、図3(e) に示すように、電圧ベクトル  $V_a(n)$  は d c 軸と q c 軸を分割する方向、d c 軸に対して 45 度の方向に設定する。なお、実際の回転子の磁極位置である d 軸とコントローラが設定している d c 軸の関係は未定である。図3(a) において、電流ベクトル  $i_a(n)$  とその差分値である電流差分ベクトル  $\Delta i_a(n)$  の関係を示す。 $\Delta i_a(n)$  は印加した  $V_{1a}(n)$  だけでなく、逆起電力の大きさと方向、電流の値などにより変化するので、一義的に決定することはできない。なお、 $\Delta i_a(n)$  は  $t_a(n)$  から  $t_b(n)$  までの電流変化量で求められるので、 $i_b(n) - i_a(n)$  を計算することで求めれるが、実際には、時刻  $t_b(n)$  になって  $i_b(n)$  を検出して、この演算は実行することになる。 $i_b(n)$  と  $i_a(n)$  の差は小さいが、わかりやすくするために、 $\Delta i_a(n)$  を大きく示している。

【0019】時刻  $t_b(n)$  から時刻  $t_c(n)$  の間は、図3(b) に示すフェーザー図となる。検出用電圧ベクトル  $V$

$b(n)$  は図3(e) に示すように、 $V_{dp} = -V_0$ 、 $V_{qp} = -V_0$  とする。つまり、 $V_b(n)$  は  $V_a(n)$  に対して、方向が 180 度異なる電圧ベクトルである。この  $V_b(n)$  と電流制御部 7 で演算された  $V_1(n)$  の和である電圧ベクトル  $V_{1b}(n)$  を印加すると、電流ベクトル  $i_b(n)$  に対して、電流差分ベクトル  $\Delta i_b(n)$  が得られる。この場合も、実際に  $\Delta i_b(n)$  は時刻  $t_c(n)$  で電流ベクトル  $i_c(n)$  を検出し、 $i_c(n) - i_b(n)$  の結果として得られる。また、時刻  $t_a(n)$  から時刻  $t_c(n)$  までの印加電圧ベクトルの平均値は電流制御部 7 で演算された  $V_1(n)$  と一致するので、検出用電圧ベクトル  $V_a(n)$ 、 $V_b(n)$  を追加しても、電流制御系に対して、悪影響を及ぼすことはない。ここでは、さらに  $\Delta i_a(n)$  と  $\Delta i_b(n)$  の差から、第1の電流差分ベクトル  $\Delta \Delta i_1(n)$  を求めることができる。 $\Delta i_a(n)$  は、印加する電圧ベクトル  $V_1(n)$ 、 $V_a(n)$  の他に、逆起電力、電流ベクトルにより決定されるので、 $V_a(n)$  だけの影響を得ることはできない。しかし、電流差分ベクトル  $\Delta \Delta i_1(n)$  は 2 つの電流差分ベクトルの差を用いることにより、 $V_1(n)$ 、逆起電力、電流ベクトルの影響をほぼキャンセルして、 $V_a(n) - V_b(n)$ 、つまり、電圧差ベクトル  $V_{ab}(n)$ だけを同期モータ 1 に印加したときの特性を知ることができる。この状態を図3(f) に示す。

【0020】時刻  $t_c(n)$  のとき、印加する電圧ベクトル  $V_{2c}(n)$  は電流制御部 7 で新たに演算された電流制御のための電圧ベクトル  $V_2(n)$  と、検出用電圧ベクトル  $V_c(n)$  の和である。 $V_c(n)$  は図3(e) に示すように、 $V_{dp} = V_0$ 、 $V_{qp} = -V_0$  としている。そのため、時刻  $t_c(n)$  から時刻  $t_d(n)$  の間は、図3(c) に示すフェーザー図となる。時刻  $t_d(n)$  における電流ベクトル  $i_d(n)$  と  $i_c(n)$  の差から、図3(c) の電流差分ベクトル  $\Delta i_c(n)$  が求められる。

【0021】時刻  $t_d(n)$  から時刻  $t_a(n+1)$  まで印加する電圧ベクトル  $V_{2d}(n)$  は、 $V_2(n)$  と検出用電圧ベクトル  $V_d(n)$  の和である。 $V_{dp} = -V_0$ 、 $V_{qp} = V_0$  に設定しており、図3(e) のように  $V_c(n)$  と逆方向の電圧ベクトルである。これにより、電圧差ベクトル  $\Delta i_d(n)$  が決定される。なお、この  $\Delta i_d(n)$  は時刻  $t_a(n+1)$  のときの電流ベクトル  $i_a(n+1)$  と  $i_d(n)$  の差から求められるので、時刻  $t_a(n+1)$  以降に演算しなければならない。このとき、 $\Delta i_c(n)$  と  $\Delta i_d(n)$  の差から、第2の電流差分ベクトル  $\Delta \Delta i_2(n)$  を求める。 $\Delta \Delta i_1(n)$  と同様に、 $\Delta \Delta i_2(n)$  は電圧差ベクトル  $V_{cd}(n)$  (つまり、 $V_c(n) - V_d(n)$ ) だけに対する同期モータの突極性を反映した電流ベクトルとなっている。図3(f) がこのベクトルの関係をまとめたものであり、コントローラ内で想定している d c 軸が同期モータ 1 の d 軸と一致している場合の例である。同期モータ 1 の回転子は逆突極性

を有しているため、d軸インダクタンス  $L_d$  が q 軸インダクタンス  $L_q$  よりも小さく、d 軸方向に電流が流れやすい。そのため、d 軸と q 軸との中間である 45 度方向 ( $V_{ab}(n)$ 、及び、 $V_{cd}(n)$  の方向) に電圧を変化させると、それに対する電流の変化、電流差分  $\Delta\Delta i$  1,  $\Delta\Delta i$  2 は 45 度方向よりも d 軸方向に向く、この場合、 $\Delta\Delta i$  1(n),  $\Delta\Delta i$  2(n) が同じ大きさであるということが、d c 軸と d 軸とが一致していることを意味している。また、d c 軸が d 軸より進んでいる場合には、 $V_{cd}(n)$  が  $V_{ab}(n)$  よりも d 軸に近づくので、 $\Delta\Delta i$  2(n) が  $\Delta\Delta i$  1(n) よりも大きくなるため、これを検出することで、d 軸方向が d c 軸よりも遅れていることを検知できる。

【0022】前述したように、上記の検出方法を具体的に行う演算部が検出用電圧発生部 14, 電流差分演算部 15 であり、このフローチャートを図 4 に示す。基本的には、図 2, 図 3 で説明したことをフローチャート化したものである。ステップ 110において、時刻  $t$  を判断し、時刻  $t = t_a(n)$  のとき、ステップ 111 からステップ 114 までの処理を行う。ステップ 111 では、時刻  $t_d(n-1)$  で設定された電圧  $V_d(n-1)$  により流れる電流ベクトル  $i_a(n)$  を検出する。図 3(a) に示す電圧ベクトル  $V_{1a}(n)$  は時刻  $t_d(n-1)$  で既に演算された結果を PWM 信号発生部 9 にセットする。この動作はコントローラ 4 内で自動的に行うこと也可能である。この電圧をセットすることにより、図 2 の時刻  $t_a(n)$  から  $t_b(n)$  までの PWM 信号を発生することができる。ステップ 112, 113 は後述する。ステップ 114 では、電圧ベクトル  $V_b$  を検出用電圧発生部 14 で決定して、座標変換部 8 に出力する。これにより、時刻  $t_b(n)$  に  $V_{1b}(n)$  が PWM 信号発生部 9 にセットされる。この処理を行うのがステップ 121 であり、同時に電流ベクトル  $i_b(n)$  を検出する。ステップ 122 では、これが図 3(a) に示す電流差分ベクトル  $\Delta i_a(n)$  が  $i_a(n)$  と  $i_b(n)$  の差から演算される。ステップ 124 では電圧ベクトル  $V_c(n)$  を座標変換部 8 に出力するので、時刻  $t_c(n)$  のステップ 131 で図 3(c) のような電圧ベクトル  $V_{2c}(n)$  がセットされる。なお、電流制御部 7 では、搬送波周期毎に電流制御演算が行われる場合を示しているため、時刻  $t_c(n)$  よりも以前に電圧ベクトル  $V_{2c}(n)$  が演算されて、図 3(c) の電圧ベクトル  $V_{2c}(n)$  が PWM 信号発生部 9 にセットされる。ステップ 131 で電流ベクトル  $i_c(n)$  が入力されると、次のステップ 132 では電流差分ベクトル  $\Delta i_b(n)$  が求められる。次のステップ 133 は、電流差分  $\Delta\Delta i$  1(n) を  $\Delta i_a(n)$  と  $\Delta i_b(n)$  の差から演算するものである。この値は電圧ベクトル  $V_{ab}(n)$  と  $V_{b}(n)$  の差である  $V_{ab}(n)$  だけにより流れ電流成分である。さらに、ステップ 134 で決定されて座標変換部 8 に出力される電圧ベクトル  $V_d(n)$  と先

に演算された  $V_{2c}(n)$  の和、つまり、電圧ベクトル  $V_{2d}(n)$  が時刻  $t_d(n)$  のステップ 141 で PWM 信号発生部 9 にセットされる。また、電流ベクトル  $i_d(n)$  もステップ 141 で入力されると、次のステップ 142 において、電流差分ベクトル  $\Delta i_c(n)$  が  $i_d(n)$  と  $i_c(n)$  の差から計算される。ステップ 144 では、電圧ベクトル  $V_{a(n+1)}$  が設定され、座標変換部 8 に出力される。このような一連の演算が行われることにより、電流差分ベクトルが求められる。時刻  $t_c(n)$  から時刻  $t_a(n+1)$  までの電流差分ベクトル  $\Delta\Delta i$  2(n) は時刻  $t_a(n+1)$  のステップ 112, 113 において演算される。つまり、ステップ 112 で、電流差分ベクトル  $\Delta i_d(n)$  が  $i_a(n+1)$  と  $i_d(n)$  の差から求められると、次のステップ 113 において、電流差分ベクトル  $\Delta i_c(n)$  と  $\Delta i_d(n)$  の差として電流差分ベクトル  $\Delta\Delta i$  2(n) が計算される。このステップ 133 と 134 で計算された電流差分ベクトル  $\Delta\Delta i$  1(n) と  $\Delta\Delta i$  2(n) が磁極位置推定部 16、及び、位置推定異常判定部 17 に入力され、磁極位置の演算と位置推定の異常の有無を判断するために用いられる。

【0023】では、図 5 を用いて、磁極位置推定部 16 の処理内容を説明する。ステップ 151 では、電流差分ベクトル  $\Delta\Delta i$  1(n) と  $\Delta\Delta i$  2(n) を入力し、それの大きさ  $ddi_1, ddi_2$  を演算する。次に、ステップ 152 では、電流偏差  $\epsilon$  を  $ddi_1$  と  $ddi_2$  の差から求める。図 3 の説明でも述べたように、この電流偏差  $\epsilon$  が負であれば、d c 軸は d 軸より進んでいることを意味しており、電流偏差  $\epsilon$  が正であれば、d c 軸は d 軸より遅れていることを意味する。従って、ステップ 153 では、電流偏差  $\epsilon$  が正の場合には、d c 軸を d 軸に近づけるために、推定した磁極位置  $\theta$  を進め、負であれば、磁極位置  $\theta$  を遅らせるように、現在の推定した磁極位置  $\theta$  を基に、電流偏差  $\epsilon$  に対して関数  $f_i(\epsilon)$  の演算を行う。上記の動作を行う方法として、関数  $f_i(\epsilon)$  は電流偏差  $\epsilon$  に対して比例・積分演算を行うことが最も有効である。また、関数  $f_i(\epsilon)$  としては、符号だけにより一定値を加算あるいは減算しながら磁極位置  $\theta$  を実際の d 軸に収束する方法もある。

【0024】ところで、この実施例の方法では、磁極位置  $\theta$  を離散時間で検出しているため、検出する時間内にもモータは回転している。特に、モータ速度が高い場合には、その移動量がモータ速度に比例して大きくなる。そこで、ステップ 154 では、速度検出部 13 で検出される速度  $\omega$  を用いて、磁極位置のモータ速度補償演算が行われる。関数  $f_\omega(\omega)$  は速度に比例した関数でよい。また、モータ速度  $\omega$  が非常に大きい場合には、 $t_a(n)$  から  $t_a(n+1)$  までの間に変化する磁極位置  $\theta$  により、電流差分ベクトルもその影響を受けるので、これを補償することを関数  $f_\omega(\omega)$  に考慮してもよい。

【0025】以上のような演算を行うことにより、磁極

11

位置推定部16で磁極位置 $\theta$ を推定することができる。この方式の特徴は同期モータの突極性、あるいは、逆突極性を利用することにより、モータの電流制御に用いる電流センサだけを利用して、高精度に、短時間に磁極位置を検出できることである。特に、2方向に検出用電圧を印加してそれに対する電流差分差の大きさの違いを検出するので、検出した磁極位置 $\theta$ が実際の磁極位置からわずかにずれたときにも、その2つの電流差分差の大きさが感度よく異なり、高精度化を小さい電圧印加で達成できる。また、図5の処理方法からわかるように、同期モータ1の定数や電圧などのパラメータを用いないで位置検出するので、パラメータの影響を受けず、経年変化による特性の劣化も生じない利点もある。

【0026】図6は位置推定異常判定部17において演算される内容を示したもので、磁極位置が正しく検出されていないことを判定するための磁極位置異常判定のフローチャートである。ステップ161において、電流差分差ベクトル $\Delta\Delta i_1(n)$ と $\Delta\Delta i_2(n)$ の位相 $\theta_1$ 、 $\theta_2$ をそれぞれ算出する。ステップ162では、この2つの電流差分差ベクトルの位相差 $\theta_d$ を $\theta_1$ と $\theta_2$ との差により求める。図3(f)に示すように、印加する検出用電圧 $V_{ab}(n)$ と $V_{cd}(n)$ の位相差が90度で、かつ、d c軸がd軸に対して、±45度以内の方向にあるとき、回転子の逆突極性のため、位相差 $\theta_d$ は90度以内になる。そこで、ステップ163において、位相差 $\theta_d$ が90度を越えているか否かを判断する。位相差 $\theta_d$ が90度以内であれば、正常に検出ができていると判断できるので、磁極位置異常に対する処理は行わない。これに対して、位相差 $\theta_d$ が90度を越えている場合には、推定した磁極位置 $\theta$ が実際の磁極位置から±45度以上ずれたと判断して、ステップ164でインバータ停止信号 $P_e$ をPWM信号発生部9に出力する。これにより、インバータ3を停止することができるので、磁極位置 $\theta$ が実際の磁極位置から外れて、同期モータ1を脱調状態にすることを防止できる。ステップ164は1回の異常判定だけでなく、複数回の異常判断を行った後、処理する方法を採用してもよい。一般的には、図5の位置検出処理を行うことにより、磁極位置を常に検出することを補償しているが、何らかの原因により、磁極位置が検出できなくなった場合にも、速やかに安定して停止することができる特徴を持っている。

【0027】この実施例はd c軸方向に対して軸対称の45度方向に2つの検出用電圧ベクトルを印加した場合について説明したが、q c軸方向に対して、軸対称の45度方向に2つの検出用電圧ベクトルを印加する場合にも、同様に電流センサだけで位置検出を行うことができる。また、45度方向に電圧を印加する方法は最も安定性が確保される方向であるが、軸対称の方向であれば、45度方向に限定されるものではない。さらに言えば、2つの方向に検出用電圧ベクトルを印加することによ

10

12

り、磁極位置を検出することは可能であり、軸対称の方向以外にも2つの電圧を印加しながら位置検出を行うことも本発明を適用できる。

【0028】図7から図10までは、本発明の他の実施例で、検出用電圧ベクトルをd軸方向とq軸方向に印加して磁極位置を検出するものである。

20

【0029】図7は検出用電圧発生部14の処理が図4と異なるフローチャートである。図7の処理が図4と異なる点は、検出用電圧を発生するステップ171、173、175、177と、ステップ174、176のセットする電圧である。その他のステップは図4と同じ内容なので、説明を省略する。

20

【0030】ステップ174、176が図4と異なる点は直接的には発明に影響しない事項であるが、時刻 $t_a(n)$ 以前に電流制御部7で演算された電圧ベクトル $V_1(n)$ がそのまま用いられる点である。つまり、電流制御部7が搬送波の2周期毎に電流制御演算を行う場合の処理であり、電圧ベクトル $V_1(n)$ と検出用電圧ベクトル $V_c(n)$ の和である電圧ベクトル $V_{1c}(n)$ をPWM信号発生部9にセットする。ステップ176についても同様に、電圧ベクトル $V_1(n)$ と検出用電圧ベクトル $V_d(n)$ の和である電圧ベクトル $V_{1d}(n)$ をセットする点が図4と異なる。この実施例では、本発明の磁極位置検出方法が電流制御の演算結果や演算方法には影響されないことを示したものである。

30

【0031】ステップ171、173、175、177はそれぞれ時刻 $t_a(n)$ 、 $t_b(n)$ 、 $t_c(n)$ 、 $t_d(n)$ の時点で、検出用電圧発生部14から出力する電圧 $V_b(n)$ 、 $V_c(n)$ 、 $V_d(n)$ 、 $V_a(n+1)$ を決定するものである。それぞれの電圧は図7に示したとおりであるが、d c軸の正方向・負方向、あるいは、q c軸の正方向・負方向のいずれかであり、実際に印加する電圧ベクトルは図8に示すとおりである。つまり、図7が図4と実質的に異なるのは印加する検出用電圧ベクトルの方向だけである。

40

【0032】それでは、図8のフェーザ図について説明する。図3のフェーザ図と比べて、図8(a)、(b)、(c)、(d)は $V_a(n)$ 、 $V_b(n)$ 、 $V_c(n)$ 、 $V_d(n)$ の方向がd c軸、あるいはq c軸方向である。そのため、電流差分ベクトル $\Delta i_a(n)$ 、 $\Delta i_b(n)$ 、 $\Delta i_c(n)$ 、 $\Delta i_d(n)$ が図3の場合と少しずつ異なる。これらの電流差分ベクトルから計算される電流差分ベクトル $\Delta\Delta i_1(n)$ 、 $\Delta\Delta i_2(n)$ は電圧差ベクトル $V_{ab}(n)$ 、 $V_{cd}(n)$ と回転子の逆突極性だけに影響されるが、d c軸が実際の磁極位置であるd軸と一致している場合には、図8(f)に示すようなフェーザ図となる。この場合には、 $\Delta\Delta i_1(n)$ 、 $\Delta\Delta i_2(n)$ の位相 $\theta_1$ 、 $\theta_2$ の差、位相差 $\theta_d$ は90度である。d c軸がd軸よりも進んでいるときには、回転子の逆突極性の影響で位相差 $\theta_d$ は90度よりも大きくなり、遅れる場合には9

50

0度よりも小さくなる。このことを利用して位置検出を行う方法を図9に示す。

【0033】図9のフローチャートはこの実施例に対して図1の磁極位置推定部16の演算方法を示したものである。ステップ181で $\Delta\Delta i_1(n)$ ,  $\Delta\Delta i_2(n)$ の位相 $\theta_1$ ,  $\theta_2$ の演算した後、ステップ182において、それらの差である位相差 $\theta_d$ を求める。次にステップ183が磁極位置 $\theta$ の演算部である。90度と位相差 $\theta_d$ の差を基に、関数 $f_p(90^\circ - \theta_d)$ を演算する。関数 $f_p(90^\circ - \theta_d)$ としては、比例・積分演算を行うことにより、磁極位置 $\theta$ を補正している。つまり、 $90^\circ - \theta_d$ の値が正であれば、 $\theta_d$ が90度よりも小さいことを意味しているので、dc軸はd軸より遅れていることになる。従って、 $90^\circ - \theta_d$ の値に応じて、比例・積分演算により磁極位置 $\theta$ を大きくすることで、dc軸をd軸に近づくことができる。また、 $90^\circ - \theta_d$ の値が負であれば、 $\theta_d$ が90度よりも大きく、dc軸がd軸よりも進んでいることになるので、比例・積分演算により、磁極位置 $\theta$ を小さくしている。このような演算を行うことにより、dc軸をd軸に一致させることができる。この方法は2つの電流差分ベクトルの位相差を90度にするように演算するだけで磁極位置を推定することができるので、同期モータなどの定数変化の影響を受けない利点がある。通常、位置センサレス制御を行う場合には、逆起電力や電流脈動の影響を除くために、各種のノイズ除去用フィルタを用いるが、本発明の方法によれば、そのようなフィルタ処理を必要としない特徴がある。

【0034】図10は図6とは異なる磁極位置異常判定のフローチャートである。この実施例の場合には、検出用電圧ベクトルをd軸、あるいは、q軸に印加する。逆突極性の影響を受けて、d軸方向の電流は流れやすく、q軸方向の電流は流れにくいので、d軸側の電流差分差ベクトル $\Delta\Delta i_1(n)$ の大きさ $ddi_1$ はq軸側の電流差分差ベクトル $\Delta\Delta i_2(n)$ の大きさ $ddi_2$ に比べて大きくなっているなければならない。このことを利用して磁極位置の異常状態を検出するアルゴリズムが図10である。ステップ191において演算した電流差分差ベクトル $\Delta\Delta i_1(n)$ ,  $\Delta\Delta i_2(n)$ の大きさ $ddi_1$ ,  $ddi_2$ を用いて、ステップ192でそれらの差である電流偏差 $\epsilon (=ddi_2 - ddi_1)$ を計算する。この $\epsilon$ が小さい場合には、電流差分差ベクトル $\Delta\Delta i_1(n)$ が電流差分差ベクトル $\Delta\Delta i_2(n)$ よりも実際のd軸方向に近いことを意味しているので、ステップ193では $\epsilon$ が0、または、負のとき、正常であると判断し、磁極位置異常処理は行わない。これに対して、 $\epsilon$ が正であれば、 $\Delta\Delta i_2(n)$ が実際のd軸方向に近いことを意味しているので、磁極位置異常と判断して、ステップ164の処理を行う。これにより、インバータ停止信号PeをPWM信号発生部9に出力し、インバータ3を停止する。こ

のように、磁極位置の推定を行う電流差分差ベクトルの情報を用いながら、磁極位置検出状態が異常でないかを診断できるので、高信頼の位置センサレス制御システムを簡単な演算方法により構築できる特徴がある。

【0035】上述した方法は同期モータの逆突極性を利用した磁極位置検出方法であるが、逆起電力の方向から磁極位置を推定する方法などと組合せることも有効である。

【0036】以上が、本発明の一実施例であり、電流センサだけを用いて同期モータの磁極位置を検出する方法を述べた。同期モータとしては、逆突極性を含む突極性を持つロータのいずれにも適用できることを述べた。また、同期モータの他に、リラクタンスモータでも突極性を利用して本発明を適用することができる。また、本実施例では、モータの回転子がサンプリング時間中に回転することによる影響を考慮して磁極位置を演算するようにも、本実施例を適用できることはいうまでもない。さらに、磁極位置検出を搬送波2周期毎に行う方法について述べたが、搬送波の多周期毎に電流変化を用いて検出する方法や、搬送波の複数周期単位の電流変化を基に磁極位置検出を行う方法などが同じ手法で実現できる。応用としては、電気自動車やハイブリッド自動車に適用できるほか、現在120度通電方式のインバータ制御を用いてセンサレス制御している磁石モータに対しても、本実施例を用いれば、180度通電方式のインバータ制御によりトルク脈動と低騒音のセンサレスシステムを提供できる。

### 【0037】

【発明の効果】本発明によれば、電流センサを用いるだけで、通常のPWM制御を行いながらオンラインで磁極位置を高精度で検出できるので、機械的な回転位置を計測する磁極位置センサを用いないで、低騒音で、かつ、トルク制御性の優れた同期モータの駆動システムを低コストで提供できる効果がある。

【0038】また、磁極位置検出状態を監視するが容易なので、交流モータの信頼性の高い位置センサレス制御システムを提供できる。

### 【図面の簡単な説明】

【図1】PWM信号を発生する搬送波に同期して電流の変化を検出することにより、同期モータの磁極位置を検出する本発明を適用したときの一実施例を示す構成図である。

【図2】2つの方向に検出用電圧を印加したときの各相の電圧とPWM信号の関係を示すタイムチャートである。

【図3】d軸、q軸に対して、45度方向に検出用電圧を印加したときの電圧のベクトルと電流差分差ベクトルの状態を示したフェーザ図である。

【図4】図1の検出用電圧発生部14と電流差分差演算部15において、45度方向に検出用電圧を印加したと

15

きの演算内容を示したフローチャートである。

【図5】図1の磁極位置推定部16における磁極位置の演算方法を示したフローチャートである。

【図6】図1の位置推定異常判定部17における磁極位置異常を判断するフローチャートである。

【図7】図1の検出用電圧発生部14と電流差分演算部15において、d軸方向とq軸方向に検出用電圧を印加したときの演算内容を示したフローチャートである。

【図8】図7の処理を行ったときの電圧ベクトルと電流ベクトルの関係を示したフェーザ図である。

【図9】図7に示す検出用電圧を印加したときに、図1の磁極位置推定部16で行う磁極位置の演算方法を示し

16

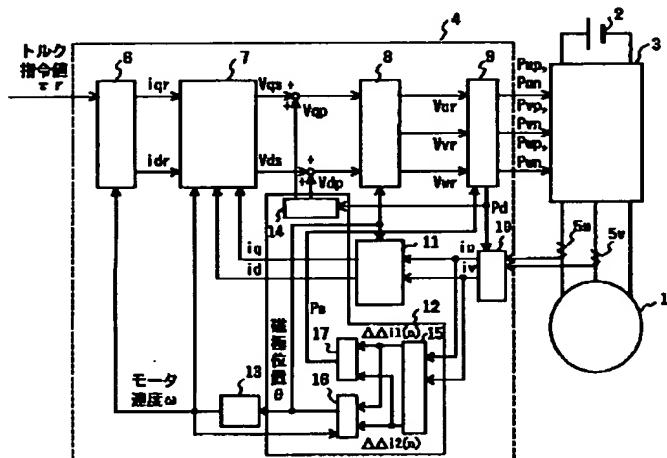
たフローチャートである。

【図10】図7に示す検出用電圧を印加したときに、図1の位置推定異常判定部17で行う磁極位置異常を判断するフローチャートである。

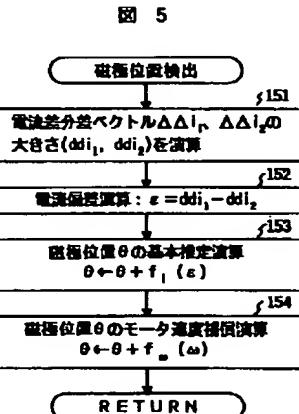
【符号の説明】

1…同期モータ、2…バッテリー、3…インバータ、4…コントローラ、5u, 5v…電流センサ、6…電流指令値発生部、7…電流制御部、8, 11…座標変換部、9…PWM信号発生部、10…電流検出部、12…位置検出部、13…速度検出部、14…検出用電圧発生部、15…電流差分演算部、16…磁極位置推定部、17…位置推定異常判定部。

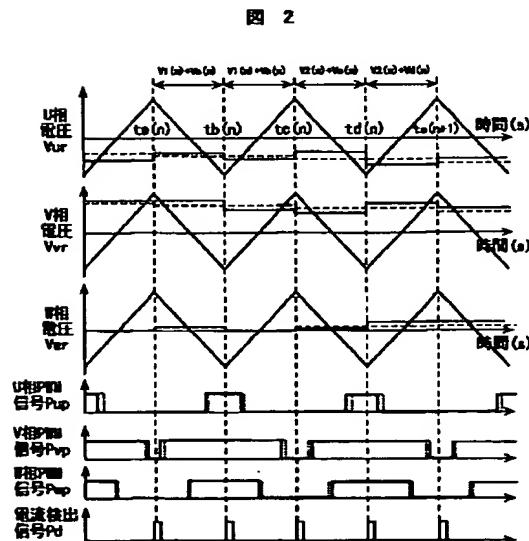
【図1】



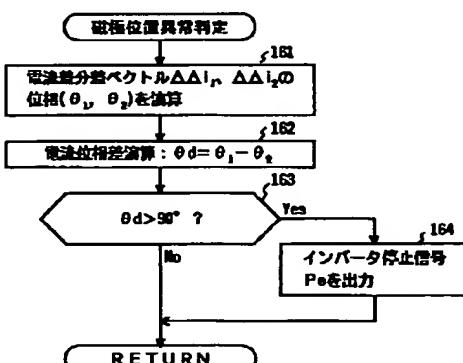
【図5】



【図2】

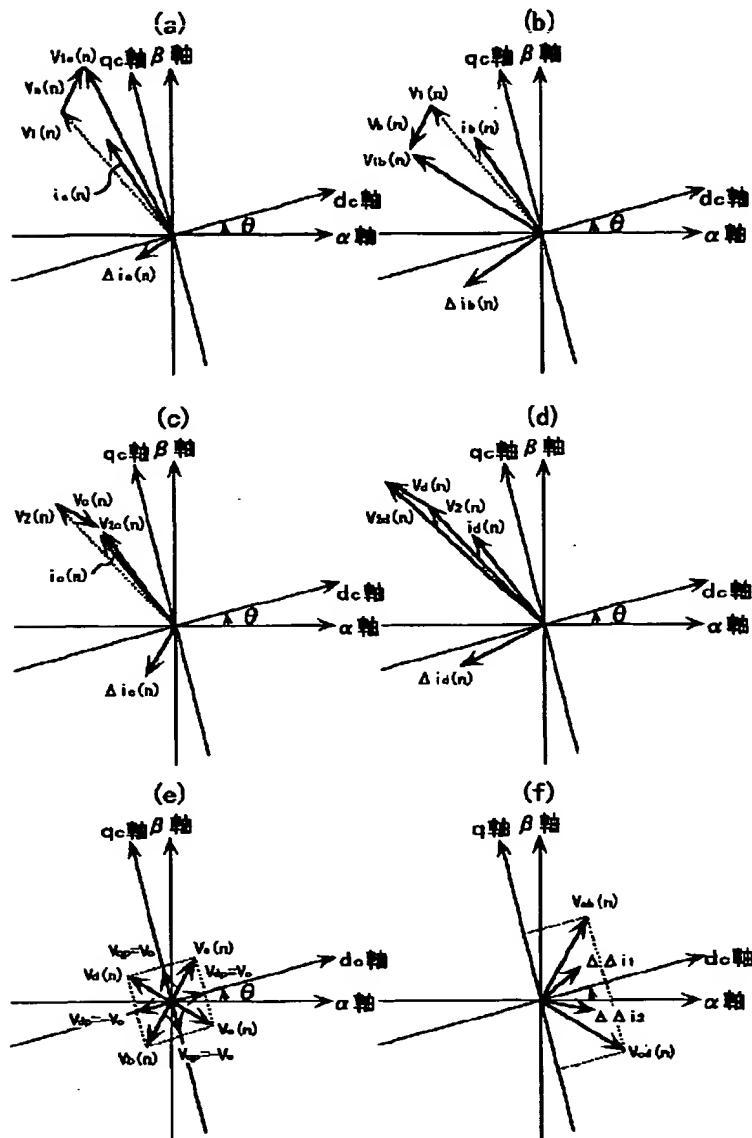


【図6】



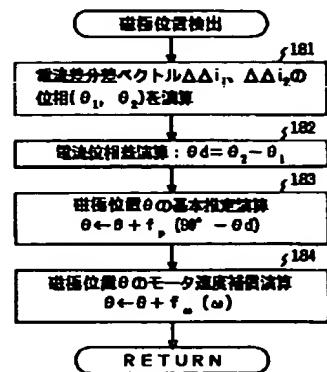
【図3】

図 3

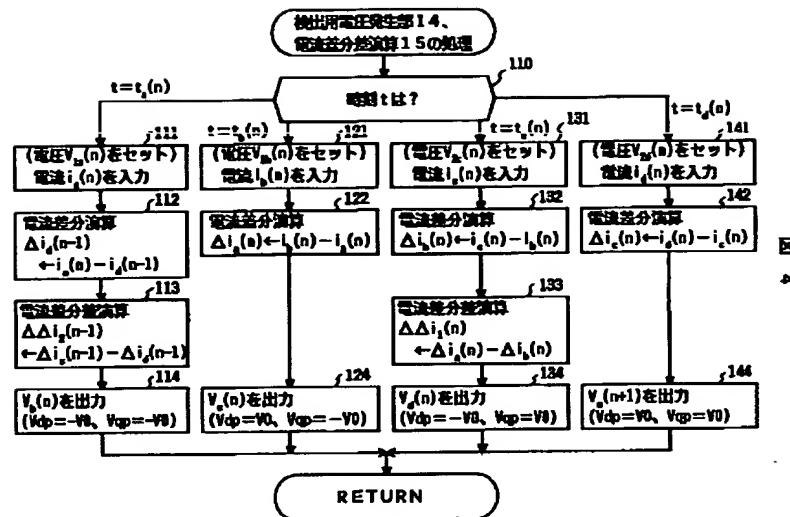


【図9】

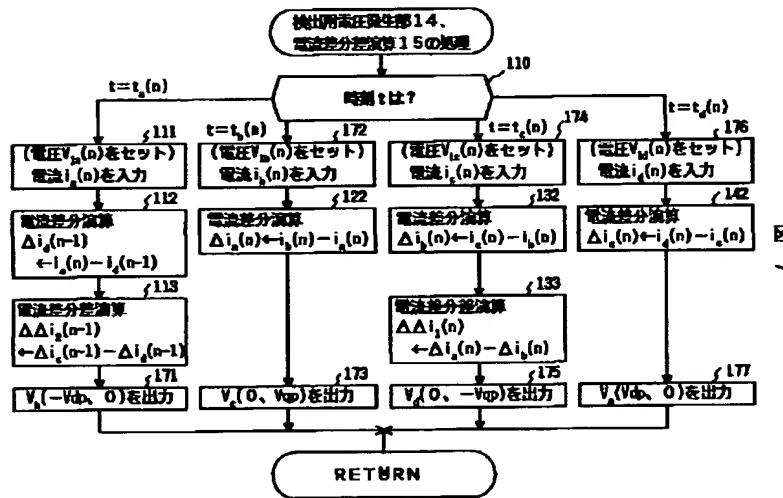
図 9



【図4】

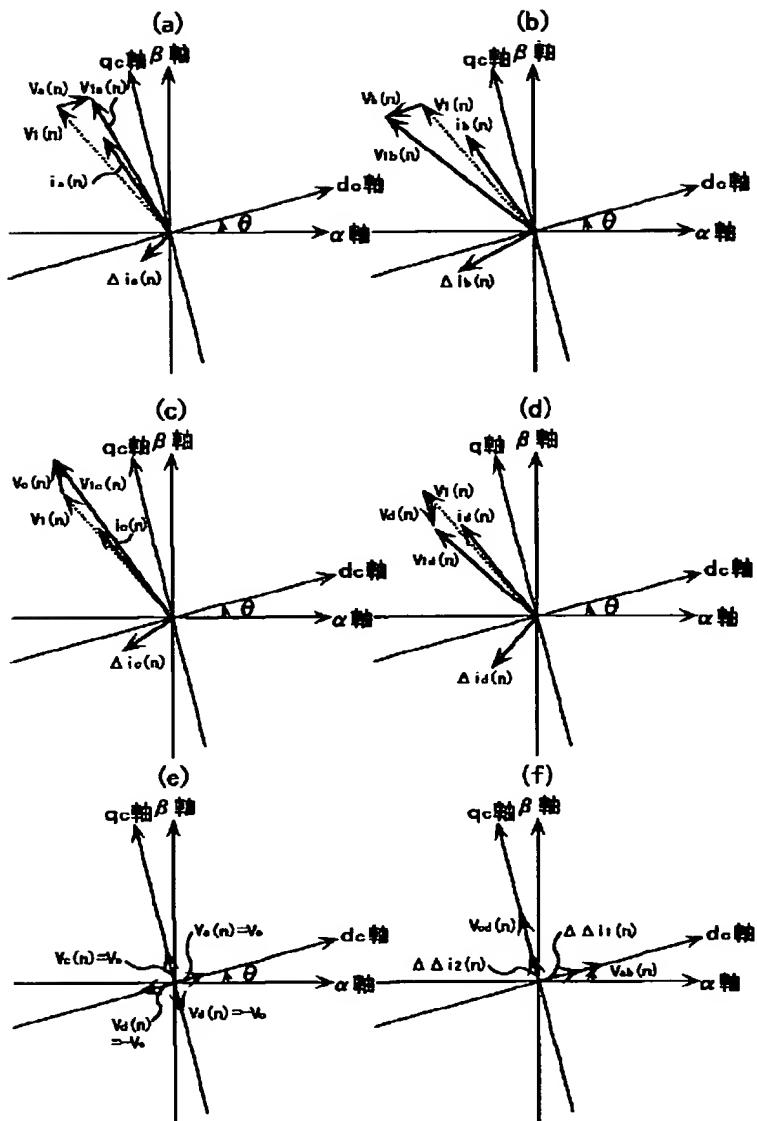


【図7】



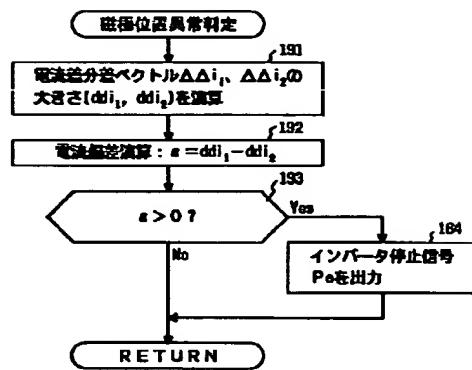
【図8】

図 8



【図10】

図 10



フロントページの続き

(72)発明者 金子 悟  
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株  
 式会社日立製作所日立研究所内

F ターム(参考) 5H560 BB04 BB12 DA14 DA18 EB01  
 SS02 XA12 XA13  
 5H576 AA15 BB09 CC02 DD07 DD09  
 EE01 EE15 HB01 JJ04 JJ08  
 JJ24 LL22 LL39 LL41